

明 細 書

回り込みキャンセラ、中継システム及び回り込みキャンセル方法

5 技術分野

本発明はOFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing: 直交周波数分割多重) 信号から推定した伝送路特性を用いて回り込みをキャンセルする回り込みキャンセラに係り、特に、処理データ点数の減少で回り込みキャンセラの適応動作を高速にすることにより、回り込み波や親局波の位相やレベルの時間変動に対する高い追従性を実現し、内部での処理をより高精度に行うことにより、高精度なキャンセル動作を行い、回路規模の減少により装置の小型を実現する回り込みキャンセラ、中継システム及び回り込みキャンセル方法に関する。

15 背景技術

近年、例えば地上デジタル放送において放送波中継SFN (Single Frequency Network: 単一周波数ネットワーク) を行う場合に、OFDM伝送方式を用いることが検討されている。OFDM伝送方式は、伝送するデジタルデータによって互いに直交する多数のキャリアを変調し、それらの変調波を多重して伝送する方式である。OFDM伝送方式においては、使用するキャリアの数を数百から数千と多くするとシンボル時間が極めて長くなることに加え、有効シンボル期間後部の信号の複製をガード期間信号として有効シンボル期間の前に付加することにより、遅延波の影響を受けにくいという特徴を有している。

そしてこの特徴により、単一周波数による放送ネットワーク、すなわちSFNを構築できる可能性があることから、上述したように、OFDM伝送方式は地上デジタル放送の伝送方式として注目されている。

SFNの実現方法としては、光ファイバーやマイクロ波等の放送波とは別の

回線を用いて、各々の中継放送所まで信号を伝送し、同一周波数で送信する方法が技術的に容易である。しかし、光ファイバーを用いる方法では回線コストが課題となり、マイクロ波を用いる方法では新たな周波数資源の確保が必要となる。

- 5 そこで、コスト的に有利で、かつ、新たな周波数資源を必要としない放送波中継によるS F Nの実現が望まれている。

しかしながら、放送波中継S F Nの実現にあたっては、送信アンテナから発射される電波が受信アンテナに回り込む現象のため、中継信号品質の劣化や増幅器の発振等の問題を引き起こすことが懸念されている。

- 10 放送波中継S F Nの回り込み対策としては、

(1) 送受信アンテナを分離して配置し、山岳や建物等による遮蔽を利用して回り込みを低減する、

(2) 送受信アンテナの指向特性を改善することにより回り込みを低減する、

(3) 信号処理技術によって回り込みのキャンセルを行う、

- 15 等が考えられる。しかし、山岳や建物の状況は様々であり、また、アンテナの指向特性改善による対策だけでは十分な回り込みの抑制が期待できないことから、(1) (2)に加えて、(3)の信号処理技術を用いた回り込みキャンセラを併用することが効果的である。

- 20 従来、このような信号処理技術としては、受信したO F D M信号から回り込み伝送路の周波数特性を推定し、推定した回り込み伝送路の周波数特性データをI F F T (Inverse Fast Fourier Transform: 逆高速フーリエ変換) して時間軸のインパルス応答データに変換し、そのインパルス応答データをフィルタ係数としてトランスバーサルフィルタに設定することで回り込みの複製信号を作成し、この複製信号を受信した信号から減算することで回り込みをキャン
25 セルする手法が考案されている(例えば、特開平11-355160号公報参照)。またその高速演算処理技術として、伝送路特性推定部に間引き処理回路を備えているものもある(例えば、特開2001-223663号公報参照。)

以下に、図面を用いて回り込みキャンセラにおける信号処理技術の例を説明する。

図1は、パイロット信号配置例を示す模式図であり、欧州の地上デジタル放送方式であるDVB-T (Digital Video Broadcasting - Terrestrial) 方式
 5 や、日本の地上デジタル放送方式であるISDB-T (Integrated Services Digital Broadcasting - Terrestrial) 方式などで採用されているパイロット信号配置を示している。

図1中の白丸はデータキャリアであり、黒丸は分散的に配置されたパイロットキャリア (SP : Scattered Pilot) である。

10 また図1において、横軸 (周波数軸) の k はキャリア番号を表し、縦軸 (時間軸) の n はシンボル番号を表す。このときSP信号は、次の (式1) を満たすキャリア番号 $k=k_p$ のキャリアを用いて伝送される。 (ただし、式中の mod は剰余演算を表し、 p は非負整数である。)

$$k_p = 3(n \bmod 4) + 12p \quad \dots \text{(式1)}$$

15 この (式1) から、SPの配置はシンボル番号 n の4による剰余で決定されることが分かる。

また、SP信号は擬似ランダム符号系列に基づいて変調されており、その振幅及び位相は、配置されるキャリア番号 k のみによって決定され、シンボル番号 n には依存しない。振幅及び位相の決定方法については説明に重要ではない
 20 ので省略するが、SPの配置と同様、シンボル番号 n の4による剰余で決定されている。

さらにキャリアの右端にはシンボル番号によらずパイロット信号が配置されている。このパイロット信号もまた、擬似ランダム符号系列に基づいて変調されており、その振幅及び位相は、シンボル番号 n の4による剰余によって決定
 25 されている。シンボル番号 n の4による剰余が0の場合は、このパイロット信号も (式1) に従うため、これ以降はこのパイロット信号も含めてパイロットキャリアまたはSPと呼ぶことにする。

図 2 は、回り込みキャンセラ 3 の構成例を示すブロック図である。

フィルタ係数生成部 3 3 の内部において、伝送路特性推定部 3 3 1 は、減算器 3 1 の出力 $s(t)$ から伝送路特性 $F(\omega)$ を推定するもので、その出力は残差特性算出回路 3 3 0 9 の入力に供給される。

- 5 伝送路特性推定部 3 3 1 の内部において、FFT (First Fourier Transform: 高速フーリエ変換) 回路 3 3 0 1 は、減算器 3 1 の出力 $s(t)$ から有効シンボル期間長分の信号を切り出し、FFT することにより、時間領域の信号である $s(t)$ を周波数領域の信号に変換するもので、その出力 $s(\omega)$ はシンボル番号抽出回路 3 3 0 2 の入力および SP 抽出回路 3 3 0 3 の第一の入力
10 に供給される。

- シンボル番号抽出回路 3 3 0 2 は、入力 $s(\omega)$ に含まれる TMCC (Transmission Multiplexing Configuration Control) などのシンボルに関する情報から SP の配置を規定するシンボル番号を抽出する。一度抽出した後は、シンボル番号を加算することで抽出処理を代替することもできる。SP の
15 配置、振幅及び位相を規定するのに最小限必要な情報であるシンボル番号の 4 の剰余を出力し、その出力は SP 抽出回路 3 3 0 3、伝送路特性算出回路 3 3 0 4、SP 合成回路 3 3 0 5 のそれぞれの第二の入力に供給される。以降、シンボル番号を直接使用することはないため、シンボル番号の 4 の剰余を改めてシンボル番号と呼ぶ。

- 20 SP 抽出回路 3 3 0 3 は、シンボル番号抽出回路 3 3 0 2 の指定に従い FFT 回路 3 3 0 1 の出力 $s(\omega)$ から SP 信号のみの信号 $S_p(\omega)$ を抽出し、その出力 $S_p(\omega)$ は伝送路特性算出回路の第一の入力に供給される。

- 伝送路特性算出回路 3 3 0 4 は、シンボル番号抽出回路 3 3 0 2 の指定に従って振幅と位相が既知である規定の SP 信号 $X_p(\omega)$ を内部発生し、SP 抽出回路 3 3 0 3 の出力である SP 信号 $S_p(\omega)$ を除することにより、SP に対する伝
25 送路特性 $F_p(\omega)$ を求めるもので、その出力は SP 合成回路 3 3 0 5 の第一の入力に供給される。

SP合成回路3305は、SPに対する伝送路特性 $F_p(\omega)$ を4シンボル分蓄積し、シンボル番号抽出回路3302の指定に従って4シンボルに分配されたSPを元のキャリアの配置に合成し、改めて合成したSPに対する伝送路特性 $F_p'(\omega)$ を出力する。すなわち、シンボル番号が0の $F_p(\omega)$ の左端、シンボル番号が1の $F_p(\omega)$ の左端、シンボル番号が2の $F_p(\omega)$ の左端、シンボル番号が3の $F_p(\omega)$ の左端、シンボル番号が0の $F_p(\omega)$ の左端から2番目、…という順序で並べなおす。出力である合成したSPに対する伝送路特性 $F_p'(\omega)$ は補間回路3306に供給される。

補間回路3306は、合成したSPに対してのみ分散的に求められた伝送路特性 $F_p'(\omega)$ を補間し、信号帯域全体に対する伝送路特性を推定する。

すなわち、補間回路3306は算出済みのSPに対する伝送路特性を用いて、SPの間から削除されたデータキャリアの位置の伝送路特性を補間し、信号帯域全体に対する伝送路特性を求める。補間にはさまざまな方法が考えられるが、例えばキャリア方向に低域通過フィルタを施す方法が考えられる。この方法においては、低域通過フィルタのインパルスレスポンスに従い、畳み込み演算を行うことで補間を実現できる。ただし精度や安定度の面からインパルスレスポンスは有限長に設定せざるを得ない。補間回路3306は、得られた信号帯域全体に対する伝送路特性を出力とし、その出力は間引き回路3308に供給される。

間引き回路3308は、後段の回路での処理時間を短縮するため、データを間引いてデータ点数を減らす。間引きはIFFT回路3310による時間軸への変換で位相関係がずれることのないように、IFFT処理の中心周波数となるキャリアデータの位置がずれることのないように処理を行う。IFFT処理の制約によりデータ数は2のべき個おきに間引く。間引きの間隔が大きいほどデータ点数が減るが、特開2001-223663号公報で述べられているように実用上の限界があり、2個または4個程度に限定される。また間引かない場合は間引き回路を省略することもできる。間引いた後のデータ $F(\omega)$ を伝送

路特性推定部 331 の出力とし、その出力は残差特性算出回路 3309 に供給される。

図 3 は伝送路特性推定部 331 の内部動作を模式的に表現したものである。動作については説明済みなので、図は参考とし説明を省略する。

- 5 残差特性算出回路 3309 は、伝送路特性推定部 331 の出力 $F(\omega)$ からキャンセル残差 $E(\omega)$ を算出するもので、その出力は IFFT 回路 3310 に供給される。

- IFFT 回路 3310 は、残差特性算出回路 3309 の出力 $E(\omega)$ を IFFT することにより、周波数領域での残差 $E(\omega)$ を時間領域での残差 $e(t)$ に変換
10 するもので、その出力は係数更新回路 3311 に供給される。

係数更新回路 3311 は、IFFT 回路 3310 の出力 $e(t)$ から、所定の係数更新式に基づいてフィルタ係数 $w_{\text{new}}(t)$ を算出するもので、その出力はフィルタ係数生成部 33 の出力 $w_{\text{fir}}(t)$ として FIR フィルタ 32 の第二の入力に供給される。

- 15 次に、回り込みキャンセラ 3 が回り込みを打ち消す条件について説明する。
まず、伝送路特性推定部 331 の出力 $F(\omega)$ は (式 2) で表される。

$$F(\omega) = \frac{w_{\text{in}}(\omega)}{1 - \{w_{\text{in}}(\omega)w_{\text{out}}(\omega)w_{\text{loop}}(\omega) - w_{\text{fir}}(\omega)\}} \quad \dots (式 2)$$

従って、減算器 31 によって回り込み信号が打ち消される条件は (式 3) で表される。

- 20 $w_{\text{in}}(\omega)w_{\text{out}}(\omega)w_{\text{loop}}(\omega) = w_{\text{fir}}(\omega) \quad \dots (式 3)$

ここで、キャンセル残差 $E(\omega)$ を (式 4) のように定義し、

$$E(\omega) = w_{\text{in}}(\omega)w_{\text{out}}(\omega)w_{\text{loop}}(\omega) - w_{\text{fir}}(\omega) \quad \dots (式 4)$$

(式 2) を変形すると (式 5) が得られる。

$$E(\omega) = 1 - \frac{w_{\text{in}}(\omega)}{F(\omega)} \quad \dots (式 5)$$

- 25 ここでモデルを簡略化し、受信部の周波数特性が信号帯域内において平坦で

あると仮定すると、その伝達関数 $w_{in}(\omega)$ は定数 D となり、残差特性算出回路 3309 内部において、(式6)に基づいて算出される。

$$D = \sum_{\omega} F(\omega) \quad \dots (式6)$$

このとき、キャンセル残差 $E(\omega)$ は(式7)で表される。

$$5 \quad E(\omega) = 1 - \frac{D}{F(\omega)} \quad \dots (式7)$$

さらに、係数更新回路 3311 での係数更新式を(式8)で定義する。

$$w_{new}(t) = w_{old}(t) + \mu e(t) \quad \dots (式8)$$

ただし、(式8)中の $w_{old}(t)$ は更新前の係数、 μ は1以下の非負定数である。

- 10 以上の構成によって、回り込みの伝達関数 $w_{loop}(\omega)w_{out}(\omega)$ と FIR フィルタ 32 の伝達関数 $w_{fir}(\omega)$ との差分であるキャンセル残差 $E(\omega)$ が、0 に収束するようにフィードバック制御が動作し、回り込みキャンセラ 3 の出力 $s(t)$ には、主波成分のみが出力される。

- 図4は、回り込みキャンセラ 3 の各部での処理データ数について注釈を加えたブロック図である。各部の接続及びその処理については、図2とまったく同じであり、動作についての説明は省略する。データ数は前述した ISDB-T 方式のモード3伝送の場合の例である。

- FFT 回路 3301 の入出力、シンボル番号抽出回路 3302 の入力、及び SP 抽出回路 3303 の第一の入力においては、データ数が 8192 点となっている。SP 抽出回路 3303 の出力、伝送路特性算出回路 3304 の第一の入力と出力、及び SP 合成回路 3305 の第一の入力においては、データ点数が 1 シンボルに含まれる SP の点数である 469 点となっている。SP 合成回路 3305 の出力及び補間回路 3306 の入力においては、データ点数が 4 シンボル分の SP (ただし右端のパイロットは共通) の点数である 1873 点と
- 25 となっている。補間回路 3306 の出力、及び間引き回路 3308 の入力におい

ては、データ点数がキャリア配置を表現するためにFFT回路3301の入出力と同様の8192点となっている。間引き回路3308の出力、残差特性算出回路3309の入出力、及びIFFT回路3310の入出力においては、間引き処理によるデータの減らし方に応じて変化するが共通なデータ点数で、2048点または4096点または8192点が現実的である。

この回り込みキャンセラにおいては、回り込み波や親局波の位相やレベルの時間変動に対する高い追従性と高精度なキャンセル動作、そして装置の小型化が要求されている。

しかしながら、上述の構成ではSPによる伝送路特性に対して補間により信号帯域全体の伝送路特性を推定した上で残差特性を算出するために、処理過程で扱うデータ点数が多くなり、高速処理を妨げており、また補間に用いる低域通過フィルタのインパルスレスポンスの不完全性（例えば有限長）により伝送路特性の推定精度が低下しており、さらに低域通過フィルタの回路規模が大きいという課題を有していた。

15

発明の開示

本発明の目的は、処理データ点数の減少で回り込みキャンセラの適応動作を高速にすることにより、回り込み波や親局波の位相やレベルの時間変動に対する高い追従性を実現し、また、内部での処理をより高精度にすることにより、高精度なキャンセル動作を行い、さらに、回路規模が小さくすることで、装置の小型を実現することである。

本発明の主題は、合成したSP（Scattered Pilot）による伝送路特性に対して補間処理の後で残差特性を算出し、その残差特性をIFFT処理により時間領域信号に変換する構成ではなく、合成したSPによる伝送路特性に対してまず残差特性を算出し、残差特性に対して0挿入したものをIFFT処理して時間領域信号に変換した後に窓がけする構成としたことである。

これにより、処理データ点数の減少で回り込みキャンセラの適応動作が高速

になるため、回り込み波や親局波の位相やレベルの時間変動に対する高い追従性を実現し、内部での処理がより高精度になるため、高精度なキャンセル動作を行い、回路規模が小さくなるため、装置の小型を実現するという有利な効果が得られる。

- 5 本発明の一形態によれば、回り込みキャンセラは、等間隔で参照キャリアを持つマルチキャリア信号を送受信同一の周波数で中継する際に、送受信アンテナ間の回り込みをキャンセルする回り込みキャンセラであって、係数が設定されたフィルタを用いて受信信号に含まれる回り込みをキャンセルするキャンセル手段と、前記回り込みをキャンセルした後の信号の伝送路特性を推定する
- 10 伝送路特性推定手段と、前記伝送路推定手段の推定結果に基づいてキャンセル残差を算出する残差特性算出手段と、前記残差特性算出手段の出力に対し、0データを挿入する0挿入手段と、前記0挿入手段の出力を時間領域の信号に変換する逆高速フーリエ変換手段と、前記逆高速フーリエ変換手段の出力に対して、伝送路特性の繰り返し成分除去する範囲または前記フィルタの係数によっ
- 15 て規定される範囲のいずれか小さい範囲を取り出す窓がけ手段と、前記窓がけ手段の出力に基づいて、前記フィルタの係数を更新する更新手段と、を具備する構成を採る。

- 本発明の他の形態によれば、回り込みキャンセル方法は、等間隔で参照キャリアを持つマルチキャリア信号を送受信同一の周波数で中継する際に、送受信
- 20 アンテナ間の回り込みをキャンセルする回り込みキャンセル方法であって、係数が設定されたフィルタを用いて受信信号に含まれる回り込みをキャンセルするキャンセル工程と、前記回り込みをキャンセルした後の信号の伝送路特性を推定する伝送路特性推定工程と、前記伝送路推定工程の推定結果に基づいてキャンセル残差を算出する残差特性算出工程と、前記残差特性算出工程の出力
- 25 結果に対し、0データを挿入する0挿入工程と、前記0挿入工程の出力結果を時間領域の信号に変換する逆高速フーリエ変換工程と、前記逆高速フーリエ変換工程の出力に対して、伝送路特性の繰り返し成分除去する範囲または前記フ

フィルタの係数によって規定される範囲のいずれか小さい範囲を取り出す窓がけ工程と、前記窓がけ工程の出力結果に基づいて、前記フィルタの係数を更新する更新工程と、を具備する。

5 図面の簡単な説明

図1は、パイロット信号配置例を示す模式図、

図2は、回り込みキャンセラの構成例を示すブロック図、

図3は、図2に示す回り込みキャンセラのフィルタ係数生成部の動作の説明に供する略線図、

10 図4は、図2に示す回り込みキャンセラの各部の処理データ点数を付記したフィルタ係数生成部の構成を示すブロック図、

図5は、本発明の実施の形態に係る回り込みキャンセラを用いた中継放送システムの、原理的構成の一例を示すブロック図、

図6は、本発明の実施の形態に係る回り込みキャンセラの構成を示すブロッ
15 ク図、

図7は、本発明の実施の形態に係る回り込みキャンセラの使用シンボル数を1とした場合のフィルタ係数生成部の動作の説明に供する模式図、

図8は、本発明の実施の形態に係る回り込みキャンセラの使用シンボル数を2とした場合のフィルタ係数生成部の動作の説明に供する模式図、

20 図9は、本発明の実施の形態に係る回り込みキャンセラの使用シンボル数を4とした場合のフィルタ係数生成部の動作の説明に供する模式図、および、

図10は、本発明の実施の形態に係る回り込みキャンセラの各部の処理データ点数を付記したフィルタ係数生成部の構成を示すブロック図である。

25 発明を実施するための最良の形態

以下、本発明の実施の形態について、図面を参照しながら説明する。

図5は、回り込みキャンセラを用いたSFN中継システムのモデルを示すブ

ロック図である。図中の記号「 $*$ 」は畳み込み演算を表す。また以降、特に断らない限り、信号や応答は複素数として扱うものとする。「 (t) 」は時間領域での信号、「 (ω) 」は周波数領域での信号を表すものとし、信号の定義は片方の領域の定義でもう片方の領域での定義も同時に行う。

- 5 なお、図5中の受信部2は、RF (Radio Frequency : 無線周波数) 帯域の信号を基底帯域 (以下、ベースバンド) の信号に変換し、送信部4は逆に、ベースバンドの信号をRF帯域に変換するが、これらの周波数変換は、本発明に対して本質的な影響を与えるものではないので、以下では特に断らない限り、これら周波数変換に関しては言及しない。
- 10 図5において、 $x(t)$ は親局信号、 $r(t)$ は受信部2の入力信号、 $s(t)$ は送信部4の入力信号、 $w_{in}(t)$ は受信部2のインパルス応答、 $w_{out}(t)$ は送信部4のインパルス応答、 $w_{loop}(t)$ は回り込み伝送路6のインパルス応答、 $w_{fir}(t)$ は回り込みキャンセラ3a内部のFIR (Finite Impulse Response : 有限インパルス応答) フィルタ32のインパルス応答をそれぞれ表す。
- 15 図5において、受信アンテナ1は、親局信号 $x(t)$ と回り込み伝送路からの回り込み信号 $w_{loop}(t) * w_{out}(t) * s(t)$ との合成信号を受信し、その出力 $r(t)$ は受信部2に供給される。受信部2は、受信信号 $r(t)$ に対してフィルタリング、周波数変換、ゲイン調整等の処理を行うもので、その出力 $w_{in}(t) * r(t)$ は回り込みキャンセラ3a内部の減算器31の第一の入力に供給される。
- 20 回り込みキャンセラ3aの内部において、減算器31は、受信部2の出力 $w_{in}(t) * r(t)$ からFIRフィルタ32の出力 $w_{fir}(t) * s(t)$ を減じるもので、その出力 $s(t)$ はFIRフィルタ32の第一の入力及びフィルタ係数生成部33に供給されるとともに、回り込みキャンセラ3aの出力として、送信部4に供給される。
- 25 フィルタ係数生成部33は、減算器31の出力 $s(t)$ から伝送路の特性を推定し、フィルタ係数を生成するもので、その出力 $w_{fir}(t)$ はFIRフィルタ32の第二の入力に供給される。

FIRフィルタ32は、減算器31の出力 $s(t)$ に対してフィルタ係数生成部33の出力 $w_{fir}(t)$ による畳み込み演算を行い、回り込み信号の複製 $w_{fir}(t)*s(t)$ を生成するもので、その出力は減算器31の第二の入力に供給される。

- 5 送信部4は、減算器31の出力 $s(t)$ に対してフィルタリング、周波数変換、ゲイン調整等の処理を行い中継信号 $w_{out}(t)*s(t)$ を生成するもので、その出力は送信アンテナ5に供給される。

送信アンテナ5は送信部4の出力 $w_{out}(t)*s(t)$ を放射するもので、その出力の一部が回り込み伝送路6を経由した後、回り込み信号
10 $w_{loop}(t)*w_{out}(t)*s(t)$ となって受信アンテナ1に回り込む。

ここで、回り込みキャンセラ3aが回り込みを打ち消す条件について説明する。

- まず、伝送路特性推定部331aの出力 $F_p'(\omega)$ は(式9)で表される。なお、OFDM全体として、SPだけでなく全てのデータキャリアの出力について、(式2)に示したように $F(\omega)$ によって表されるが、この実施の形態の
15 ように、パイロットキャリア(SP)の周波数のみにおける出力は $F_p(\omega)$ によって表される。そして、この出力 $F_p(\omega)$ は1シンボルの出力を表すものであり、複数シンボルを合成した場合は、 $F_p'(\omega)$ によって表すものとする。

$$F_p'(\omega) = \frac{w_{in}(\omega)}{1 - \{w_{in}(\omega)w_{out}(\omega)w_{loop}(\omega) - w_{fir}(\omega)\}} \quad \dots (式9)$$

- 20 従って、減算器31によって回り込み信号が打ち消される条件は(式10)で表される。

$$w_{in}(\omega)w_{out}(\omega)w_{loop}(\omega) = w_{fir}(\omega) \quad \dots (式10)$$

ここで、キャンセル残差 $E(\omega)$ を(式11)のように定義し、

$$E(\omega) = w_{in}(\omega)w_{out}(\omega)w_{loop}(\omega) - w_{fir}(\omega) \quad \dots (式11)$$

- 25 (式9)を変形すると(式12)が得られる。

$$E(\omega) = 1 - \frac{w_{in}(\omega)}{Fp'(\omega)} \quad \dots \quad (式 1 2)$$

ここでモデルを簡略化し、受信部 2 の周波数特性が信号帯域内において平坦であると仮定すると、その伝達関数 $w_{in}(\omega)$ は定数 D となり、残差特性算出回路 3309 内部において、(式 13) に基づいて算出される。

$$5 \quad D = \sum_{\omega} Fp'(\omega) \quad \dots \quad (式 1 3)$$

このとき、キャンセル残差 $E(\omega)$ は (式 14) で表される。

$$E(\omega) = 1 - \frac{D}{Fp'(\omega)} \quad \dots \quad (式 1 4)$$

さらに、係数更新回路 3311 での係数更新式を (式 15) で定義する。

$$w_{new}(t) = w_{old}(t) + \mu e(t) \quad \dots \quad (式 1 5)$$

- 10 ただし、(式 15) 中の $w_{old}(t)$ は更新前の係数、 μ は 1 以下の非負定数である。以上の条件によって、回り込みの伝達関数 $w_{loop}(\omega)w_{out}(\omega)$ と FIR フィルタ 32 の伝達関数 $w_{fir}(\omega)$ との差分であるキャンセル残差 $E(\omega)$ が、0 に収束するようにフィードバック制御が動作し、回り込みキャンセラ 3 の出力 $s(t)$ には、主波成分のみが出力される。

- 15 図 6 は、本発明の実施の形態 1 における回り込みキャンセラ 3 a の構成を示すブロック図である。図 6 において、図 2 と同じ構成要素については同じ符号を用いて説明する。

- フィルタ係数生成部 33 a の内部において、伝送路特性推定部 331 a は、減算器 31 の出力 $s(t)$ から伝送路特性 $F(\omega)$ を推定したものを第一の出力とし、
20 その出力は残差特性算出回路 3309 の入力に供給される。伝送路特性推定部 331 a は SP の配置、振幅及び位相を規定するのに最小限必要な情報であるシンボル番号を第二の出力とし、その出力は 0 挿入回路 3312 及び位相回転補償回路 3314 のそれぞれ第二の入力に供給される。

伝送路特性推定部 331 a の内部において、FFT (First Fourier

Transform：高速フーリエ変換）回路 3301 は、減算器 31 の出力 $s(t)$ から有効シンボル期間長分の信号を切り出し、FFT することにより、時間領域の信号である $s(t)$ を周波数領域の信号に変換するもので、その出力 $s(\omega)$ はシンボル番号抽出回路 3302 の入力および SP 抽出回路 3303 の第一の入力
5 に供給される。

シンボル番号抽出回路 3302 は、入力 $s(\omega)$ に含まれる TMCC (Transmission Multiplexing Configuration Control) などのシンボルに関する情報から SP の配置を規定するシンボル番号を抽出する。一度抽出した後は、シンボル番号を加算することで抽出処理を代替することもできる。SP の
10 配置、振幅及び位相を規定するのに最小限必要な情報であるシンボル番号の 4 の剰余を出力し、その出力は SP 抽出回路 3303、伝送路特性算出回路 3304、SP 合成回路 33051、0 挿入回路 3312、および位相回転補償回路 3314 のそれぞれの第二の入力に供給される。以降、シンボル番号を直接使用することはないため、シンボル番号の 4 の剰余を改めてシンボル番号と呼
15 ぶ。

SP 抽出回路 3303 は、シンボル番号抽出回路 3302 の指定に従い FFT 回路 3301 の出力 $s(\omega)$ から SP 信号のみの信号 $s_p(\omega)$ を抽出し、その出力 $s_p(\omega)$ は伝送路特性算出回路の第一の入力に供給される。

伝送路特性算出回路 3304 は、シンボル番号抽出回路 3302 の指定に従
20 って振幅と位相が既知である規定の SP 信号 $x_p(\omega)$ を内部発生し、SP 抽出回路 3303 の出力である SP 信号 $s_p(\omega)$ を除することにより、SP に対する伝送路特性 $F_p(\omega)$ を求めるもので、その出力は SP 合成回路 33051 の第一の入力に供給される。

SP 合成回路 33051 は、SP に対する伝送路特性 $F_p(\omega)$ を複数シンボル
25 分蓄積し、予め指定した規則 R によりシンボル番号抽出回路 3302 の指定に従って複数シンボルに分配された SP を元のキャリアの配置に合成し、改めて合成した SP に対する伝送路特性 $F_p'(\omega)$ を出力する。規則 R については、後

で詳細を説明する。

規則Rで連続する4シンボルを合成する場合は、図2で説明したSP合成回路3305と同じ処理である。

また、規則Rで1シンボルしか使用しない場合は、合成の必要はなく、SP
5 合成回路33051が省略できるのは言うまでもない。

このSP合成回路33051の出力 $Fp'(\omega)$ を伝送路特性推定部331aの
第一の出力とし、その出力は残差特性算出回路3309に供給される。

残差特性算出回路3309は、伝送路特性推定部331aの出力 $Fp'(\omega)$ から
キャンセル残差 $E(\omega)$ を算出するもので、算出したキャンセル残差 $E(\omega)$ を
10 出力とし、その出力は0挿入回路3312の第一の入力に供給される。

0挿入回路3312とIFFT回路3310と窓がけ回路3313と位相
回転補償回路3314は、0挿入回路3312の第一の入力に供給されたキャン
セル残差 $E(\omega)$ について、SP間の特性を補間しながら時間領域信号 $e(t)$ に
変換する。

15 まず0挿入回路3312は第一の入力である合成したSPについてのキャン
セル残差 $E(\omega)$ の間から削除されたデータキャリアの位置に0を挿入する。
挿入の仕方は規則Rに依存する。端的には0を2つずつ挿入する。規則Rにつ
いては、後で詳細を説明する。

規則Rで連続する4シンボルを合成した場合は、0挿入回路3312は、合
20 成したSPの間から削除されたデータキャリアの位置に0を挿入する。すなわ
ち、合成されたSPは3キャリアおきに配置されたものなので、0を2つずつ
挿入する（図3の補間処理参照）。

さらに後段のIFFT回路3310で扱うためにデータ点数を2のべきに
する必要があり、信号帯域外であるデータの左右に連続した0を挿入する。こ
25 ちらも規則Rに依存するが、端的にはFFT回路3301で扱った信号の帯域
幅と同じになるよう0挿入で拡張する。

これらの0挿入した0挿入回路3312の出力は、IFFT回路3310に

供給される。

- IFFT回路3310は、0挿入回路3312において0が挿入されたキャンセル残差 $E(\omega)$ をIFFTすることにより、周波数領域での残差 $E(\omega)$ を時間領域での残差 $e(\omega)$ に変換するもので、その出力は窓がけ回路3313に供給される。

窓がけ回路3313は、IFFT回路3310の出力である時間領域信号を規則Rに従って伝送路特性の繰り返し成分除去のため、またはFIRフィルタ32の係数の範囲に制限するためのいずれか小さい範囲を取り出す。規則Rについては、後で詳細を説明する。

- 10 窓がけ回路3313の出力は位相回転補償回路3314の第一の入力に供給される。

- 位相回転補償回路3314では、第一の入力である時間領域信号が受けている、IFFT回路3310への入力であるIFFT処理の中心周波数となるキャリアデータの位置がずれていることに起因した位相回転を、第二の入力であるシンボル番号抽出回路3302の指定に従って補償する。IFFT回路3310への入力は規則Rに依存するため、位相補償もまた規則Rに依存する。端的には中心周波数のずれが $\Delta\omega$ とすると、第一の入力である時間領域信号の時刻 t 毎に $\exp(-j\Delta\omega t)$ を乗ずる。ただし j は虚数単位である。規則Rについては、後で詳細を説明する。

- 20 規則Rでシンボル番号0のシンボルを含むシンボルを使用した場合は、IFFT回路3310への入力であるIFFT処理の中心周波数となるキャリアデータの位置はずれないため、位相補償の必要はなく、位相回転補償回路3314は省略できる。

- 25 位相回転補償回路3314の出力である時間領域信号はキャンセル残差 $e(t)$ となり、その出力は係数更新回路3311に供給される。

次に規則Rとそれに依存するSP合成回路33051、0挿入回路3312、窓がけ回路3313、位相回転補償回路3314の処理について詳細を説明す

る。

規則Rは1シンボルを使用する場合、2シンボルを使用する場合、4シンボルを使用する場合に大きく分けることができる。

初めに規則Rが1シンボルを使用する場合の各部の処理について説明する。

- 5 図7は、1シンボル使用の場合の動作を模式的に表現したものである。

1シンボルのみを使用する場合、SP合成回路33051は不要であり、伝送路特性推定部331aの出力は、12キャリアおきに伝送路特性を抽出したものになる。0挿入回路3312は、IFFT回路3310での処理に先がけて2のべき個おきに抽出した伝送路特性を発生するために、12キャリアと2のべきの最大公約数を考慮して、4個おきに抽出することとし、12キャリアの間に2つの0を挿入する。またデータの外側にはFFT回路3301で扱った信号の帯域幅と同じになるよう0挿入で拡張する。その際にシンボル番号によってはSPの配置規則により元の帯域と合わせられない可能性がある。

- 具体的にはシンボル番号0では帯域ずれなし、シンボル番号1では(−3)キャリアずれ、シンボル番号2では(−6)キャリアずれ、シンボル番号3では(−9)キャリアずれとなる。0挿入回路3312ではこのずれを保持したまま出力をIFFT回路3310の入力に供給する。この信号は0挿入によりデータが増えているものの、本質的には12キャリアおきの信号であるため、よく知られたサンプリング定理によりIFFT回路3310の出力では時間領域が $(1/12)$ シンボル時間毎に折り返される。そのためIFFT回路3310の出力が供給される窓がけ回路3313では時刻0から $(1/12)$ シンボルの信号のみを取り出す。

- 次に2シンボルを使用する場合について説明する。図8は、2シンボル使用の場合の動作を模式的に表現したものである。2シンボルは連続する2シンボルではなく、間の1シンボルを飛ばした2シンボルの組とする。具体的にはシンボル番号が0と2の組、または1と3の組である。SP合成回路33051では、第一の入力に供給されるSPに対する伝送路特性 $F_p(\omega)$ を2シンボルの

組として蓄積し、元のSPの順序を守るよう合成する。シンボル番号が0と2の組の場合、シンボル番号0の $F_p(\omega)$ の左端、シンボル番号2の $F_p(\omega)$ の左端、シンボル番号0の $F_p(\omega)$ の左端から2番目、…という順序で並べなおす。シンボル番号が1と3の組の場合も同様である。伝送路特性推定部331aの

5 出力は、6キャリアおきに伝送路特性を抽出したものになる。シンボル番号が1と3の組の場合、右端のパイロット信号は6キャリアおきからはずれてしまうため、削除しておく。

0挿入回路3312は、IFFT回路3310での処理に先がけて(2のべき)個おきに抽出した伝送路特性を発生するために、6キャリアと(2のべき)

10 の最大公約数を考慮して、2個おきに抽出することとし、6キャリアの間に2つの0を挿入する。またデータの外側にはFFT回路3301で扱った信号の帯域幅と同じになるよう0挿入で拡張する。その際にシンボル番号によってはSPの配置規則により元の帯域と合わせられない可能性がある。具体的にはシンボル番号が0と2の組では帯域ずれなし、シンボル番号が1と3の組では

15 (−3)キャリアずれとなる。0挿入回路3312ではこのずれを保持したまま出力をIFFT回路3310の入力に供給する。この信号は0挿入によりデータが増えているものの、本質的には6キャリアおきの信号であるため、よく知られたサンプリング定理によりIFFT回路3310の出力では時間領域が $(1/6)$ シンボル時間毎に折り返される。そのためIFFT回路3310

20 の出力が供給される窓がけ回路3313では時刻0から $(1/6)$ シンボルの信号のみを取り出す。ただし $(1/6)$ シンボル時間はシンボルの正常な受信を保証するガード時間を越える可能性もあるためあまり実質的ではなく、むしろFIRフィルタ部32の係数の範囲で限定されることが予想される。

1シンボル使用、2シンボル使用で用いられる位相回転補償回路3314で

25 は、上記キャリアずれに起因する位相回転を補償する。前記したように位相回転補償回路3314の第一の入力である時間領域の信号が上記キャリアずれによって受ける位相回転は、時刻0からの遅延時間に比例し、その比例係数は

1 SDB-T方式のモード3伝送の場合であれば、キャリアずれの $(2\pi/8192)$ 倍となる。例えば、 (-3) キャリアずれの場合では比例係数が $(-3) * (2\pi/8192)$ になり、この比例係数を $\Delta\omega$ とすると、時刻0からの遅延 t では位相補償として $\exp(-j * \Delta\omega * t)$ を乗ずることになる。

- 5 次に4シンボルを使用する場合について説明する。図9は、4シンボル使用の場合の動作を模式的に表現したものである。連続する4シンボルを使用した場合、前述したようにSP合成回路33051の動作は図2のSP合成回路3305と同じ処理である。1シンボルを使用する場合や2シンボルを使用する場合とは異なり、キャリアずれは発生しない。0挿入回路3312は出力を1
- 10 FFT回路3310の入力に供給する。この信号は0挿入によりデータが増えているものの、本質的には3キャリアおきの信号であるため、よく知られたサンプリング定理によりIFFT回路3310の出力では時間領域が $(1/3)$ シンボル時間毎に折り返される。そのためIFFT回路3310の出力が供給される窓がけ回路3313では時刻0から $(1/3)$ シンボルの信号のみを取り出す。ただし $(1/3)$ シンボル時間はシンボルの正常な受信を保証するガード時間を越える可能性もあるためあまり実質的ではなく、むしろFIRフィルタ部32の係数の範囲で限定されることが予想される。

- 規則Rはさまざまな組み合わせや限定で定義することができる。例えば、1シンボル使用では、位相回転補償回路3314が不要になるようにシンボル番号0のみを用いる。2シンボル使用では、位相回転補償回路3314が不要になるようにシンボル番号が0と2の組のみを用いる。

- また回り込みキャンセラの起動時や再起動時には用いるシンボル数を多くすることで演算精度を高め、係数更新回路3311での更新回数が規定の回数を越える度に処理データ点数が少なく更新時間が短くなることが期待される
- 25 少ないシンボル数にすることもできる。通常の運用時にはシンボル数を多くし、係数更新回路3311で係数変化が激しくなったときには処理データ点数が少なく更新時間が短くなることが期待されるためシンボル数を少なくするこ

ともできる。

図10は、回り込みキャンセラ3aの各部での処理データ数について注釈を加えたブロック図である。各部の接続及びその処理については、図6とまったく同じであり、動作についての説明は省略する。データ数は前述したISDB-T方式のモード3伝送の場合の例である。

FFT回路3301の入出力、シンボル番号抽出回路3302の入力、及びSP抽出回路3303の第一の入力においては、データ数が8192点となっている。SP抽出回路3303の出力、伝送路特性算出回路3304の第一の入力と出力、及びSP合成回路33051の第一の入力においては、データ点
 10 数が1シンボルに含まれるSPの点数である469点となっている。SP合成回路33051の出力、残差特性算出回路3309の入出力、及び0挿入回路3312の第一の入力においては、規則Rで使用するシンボル数Mによってデータ点数が変化し、右端のパイロット信号を含んだとして $(M \times 468 + 1)$ 点となる。0挿入回路3312の出力、IFFT回路3310の入出力、及び窓
 15 がけ回路3313の入力においては、規則Rで使用するシンボルによってデータ点数が変化し、1シンボルでは2048点、2シンボルでは4096点、4シンボルでは8192点となる。窓がけの出力より後段では窓がけの処理に依存する。現実的には規則Rで使用するシンボルが1シンボルでは $(8192 / 12)$ に近い682点、2シンボルまたは4シンボルでは典型的なガード時間
 20 $(1 / 8)$ シンボル時間に相当する1024点と考えられる。このように扱うデータ点数は図4に示した従来例と比べ大幅に減り、各部の処理時間、各部間でのデータの入出力時間の短縮が期待できる。

また図2に示した回り込みキャンセラでは伝送路特性推定部の出力で補間を用いて帯域全体の伝送路特性を求めていたのに対し、本実施の形態では伝送
 25 路特性推定部の出力はSPの部分のみとし、残差特性を求めた後に0挿入、IFFT、窓がけでサンプリング定理を使って帯域全体の残差特性に相当する時間領域信号を求めることができる。また補間の有限語長低域通過フィルタによ

る不完全な帯域全体への拡張と異なり、上記サンプリング定理を用いた拡張は理論上最も正確な帯域全体への拡張である。さらに、各部の接続を無視した回路規模の観点では、補間が0挿入および窓がけに変わった構成だが、0挿入は0データを挿入するのみ、窓がけは単にデータを切り出すだけの処理で、演算を伴う補間よりはるかに小さな回路規模である。

このように本実施の形態の回り込みキャンセラ3aによれば、伝送路特性推定部331aのデータ点数を限定し、帯域全体への拡張を補間によらず周波数領域での0挿入と時間領域変換後の窓がけによって行うことによって、処理データ点数の減少で回り込みキャンセラの適応動作を高速にすることにより、回り込み波や親局波の位相やレベルの時間変動に対する高い追従性を実現し、内部での処理をより高精度に行うことにより、高精度なキャンセル動作を行い、回路規模の減少により装置の小型を実現するという有利な効果が得られる。

以上のように本発明によれば、処理データ点数の減少で回り込みキャンセラの適応動作が高速になるため、回り込み波や親局波の位相やレベルの時間変動に対する高い追従性を実現し、内部での処理がより高精度になるため、高精度なキャンセル動作を行い、回路規模が小さくなるため、装置の小型を実現するという有利な効果が得られる。

なお、本実施の形態においては、SFN中継システムにおける回り込みキャンセラについて説明したが、OFDM伝送方式を用いるシステムであれば、例えば無線LANや移動体通信システムにおけるリピータなどに本発明を適用することもできる。

本明細書は、2002年10月11日出願の特願2002-299523および2003年10月1日出願の特願2003-343412に基づく。これらの内容はすべてここに含めておく。

25

産業上の利用可能性

本発明は、OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing: 直交

周波数分割多重) 信号から推定した伝送路特性を用いて回り込みをキャンセルする回り込みキャンセラに係り、例えば、地上デジタル放送において放送波中継 S F N を実現する中継放送所や無線通信におけるリピータなどに用いられる回り込みキャンセラ、中継システム及び回り込みキャンセル方法に適用する

5 ことができる。

請求の範囲

1. 等間隔で参照キャリアを持つマルチキャリア信号を送受信同一の周波数
で中継する際に、送受信アンテナ間の回り込みをキャンセルする回り込みキャン
5 セラであって、
係数が設定されたフィルタを用いて受信信号に含まれる回り込みをキャン
セルするキャンセル手段と、
前記回り込みをキャンセルした後の信号の伝送路特性を推定する伝送路特
性推定手段と、
- 10 前記伝送路推定手段の推定結果に基づいてキャンセル残差を算出する残差
特性算出手段と、
前記残差特性算出手段の出力に対し、0 データを挿入する0 挿入手段と、
前記0 挿入手段の出力を時間領域の信号に変換する逆高速フーリエ変換手
段と、
- 15 前記逆高速フーリエ変換手段の出力に対して、伝送路特性の繰り返し成分除
去する範囲または前記フィルタの係数によって規定される範囲のいずれか小
さい範囲を取り出す窓がけ手段と、
前記窓がけ手段の出力に基づいて、前記フィルタの係数を更新する更新手段
と、
- 20 を具備する回り込みキャンセラ。
2. 前記伝送路特性推定手段は、
時間領域の信号である前記キャンセル手段の出力を周波数領域の信号へと
変換する高速フーリエ変換手段と、
前記高速フーリエ変換手段の出力から参照キャリアの配置と信号成分を示
25 す情報を抽出する参照キャリア情報抽出手段と、
前記高速フーリエ変換手段の出力を、前記参照キャリア情報抽出手段の出力
から得られる参照キャリアの配置に応じて参照キャリアのみを抽出する参照

キャリア抽出手段と、

前記高速フーリエ変換手段の出力を、前記参照キャリア情報抽出手段の出力から得られる参照キャリアの配置と信号成分と比較することで参照キャリアの伝送路特性を算出する伝送路特性算出手段と、

5 を備える請求の範囲第1項記載の回り込みキャンセラ。

3. 前記伝送路特性推定手段は、

前記伝送路特性算出手段の出力を1組のみ使用して伝送路特性を推定する請求の範囲第2項記載の回り込みキャンセラ。

4. 前記伝送路特性推定手段は、

10 前記伝送路特性算出手段の出力の組を複数蓄積し、蓄積された出力の組のうち参照キャリアの配置が異なるものを前記参照キャリア抽出手段の出力から得られる参照キャリアの配置に応じて合成する参照キャリア合成手段、をさらに備え、

前記参照キャリア合成手段は、参照キャリアが等間隔に配置される2組の出力の組のみを合成し、

15

前記参照キャリア合成手段の出力を使用して伝送路特性を推定する請求の範囲第2項記載の回り込みキャンセラ。

5. 前記伝送路特性推定手段は、

前記伝送路特性算出手段の出力の組を複数蓄積し、蓄積された出力の組のうち参照キャリアの配置が異なるものを前記参照キャリア抽出手段の出力から得られる参照キャリアの配置に応じて合成する参照キャリア合成手段、をさらに備え、

20

前記参照キャリア合成手段は、参照キャリアが等間隔に配置される4組の出力の組のみを合成し、

25 前記参照キャリア合成手段の出力を使用して伝送路特性を推定する請求の範囲第2項記載の回り込みキャンセラ。

6. 前記伝送路特性推定手段の出力である伝送路特性の推定の際に位相回転

補償処理を必要としない特定の参照キャリアの組を用いる請求の範囲第1項記載の回り込みキャンセラ。

7. 前記窓がけ手段の出力に対して、前記伝送路特性の推定に使用されたキャリアの配置に応じた位相回転補償を行う位相回転補償手段、をさらに具備し、

5 前記更新手段は、前記位相回転補償手段の出力から、前記フィルタの係数を生成する請求の範囲第1項記載の回り込みキャンセラ。

8. 前記参照キャリア合成手段は、

起動時や再起動時、または前記フィルタの係数の状態に応じて、合成する前記伝送路特性算出手段の出力の組の数を変更する請求の範囲第4項記載の回

10 り込みキャンセラ。

9. 前記参照キャリア合成手段は、

起動時や再起動時、または前記フィルタの係数の状態に応じて、合成する前記伝送路特性算出手段の出力の組の数を変更する請求の範囲第5項記載の回り込みキャンセラ。

15 10. 請求の範囲第1項記載の回り込みキャンセラを具備する中継システム。

11. 等間隔で参照キャリアを持つマルチキャリア信号を送受信同一の周波数で中継する際に、送受信アンテナ間の回り込みをキャンセルする回り込みキャンセル方法であって、

係数が設定されたフィルタを用いて受信信号に含まれる回り込みをキャン
20 セルするキャンセル工程と、

前記回り込みをキャンセルした後の信号の伝送路特性を推定する伝送路特性推定工程と、

前記伝送路推定工程の推定結果に基づいてキャンセル残差を算出する残差特性算出工程と、

25 前記残差特性算出工程の出力結果に対し、0データを挿入する0挿入工程と、

前記0挿入工程の出力結果を時間領域の信号に変換する逆高速フーリエ変換工程と、

前記逆高速フーリエ変換工程の出力に対して、伝送路特性の繰り返し成分除去する範囲または前記フィルタの係数によって規定される範囲のいずれか小さい範囲を取り出す窓がけ工程と、

前記窓がけ工程の出力結果に基づいて、前記フィルタの係数を更新する更新

5 工程と、

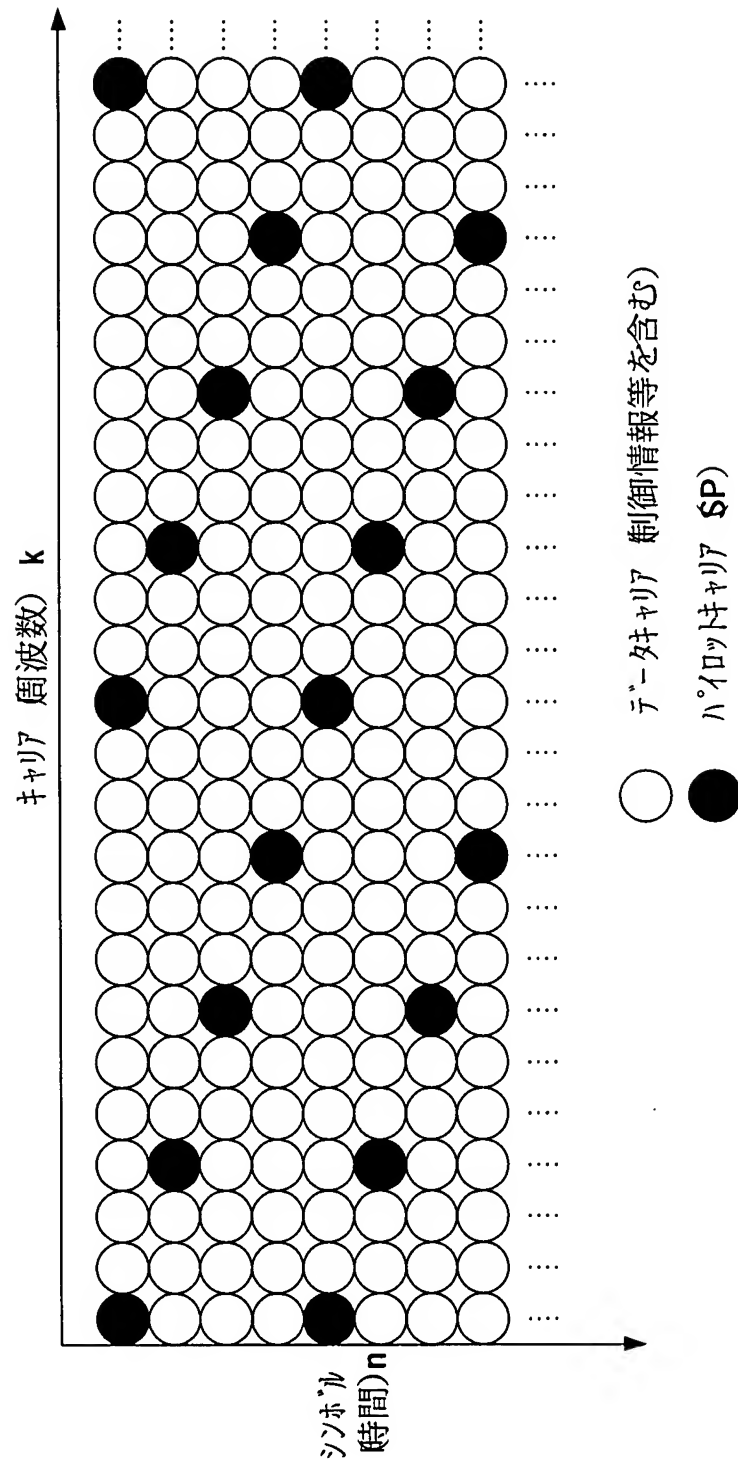
を具備する回り込みキャンセル方法。

要 約 書

回り込み波や親局波の位相やレベルの時間変動に追従する適応動作を高速、高精度に行うことと、装置を小型にする回り込みキャンセラ。伝送路特性推定

5 部のデータ点数を限定し、帯域全体への拡張を補間によらず周波数領域での0挿入と時間領域変換後の窓がけによって行うことによって、処理データ点数の減少で回り込みキャンセラの適応動作が高速になるため、回り込み波や親局波の位相やレベルの時間変動に対する高い追従性を実現し、内部での処理がより高精度になるため、高精度なキャンセル動作を行い、回路規模が小さくなるた

10 め、装置の小型を実現するという有利な効果が得られる。



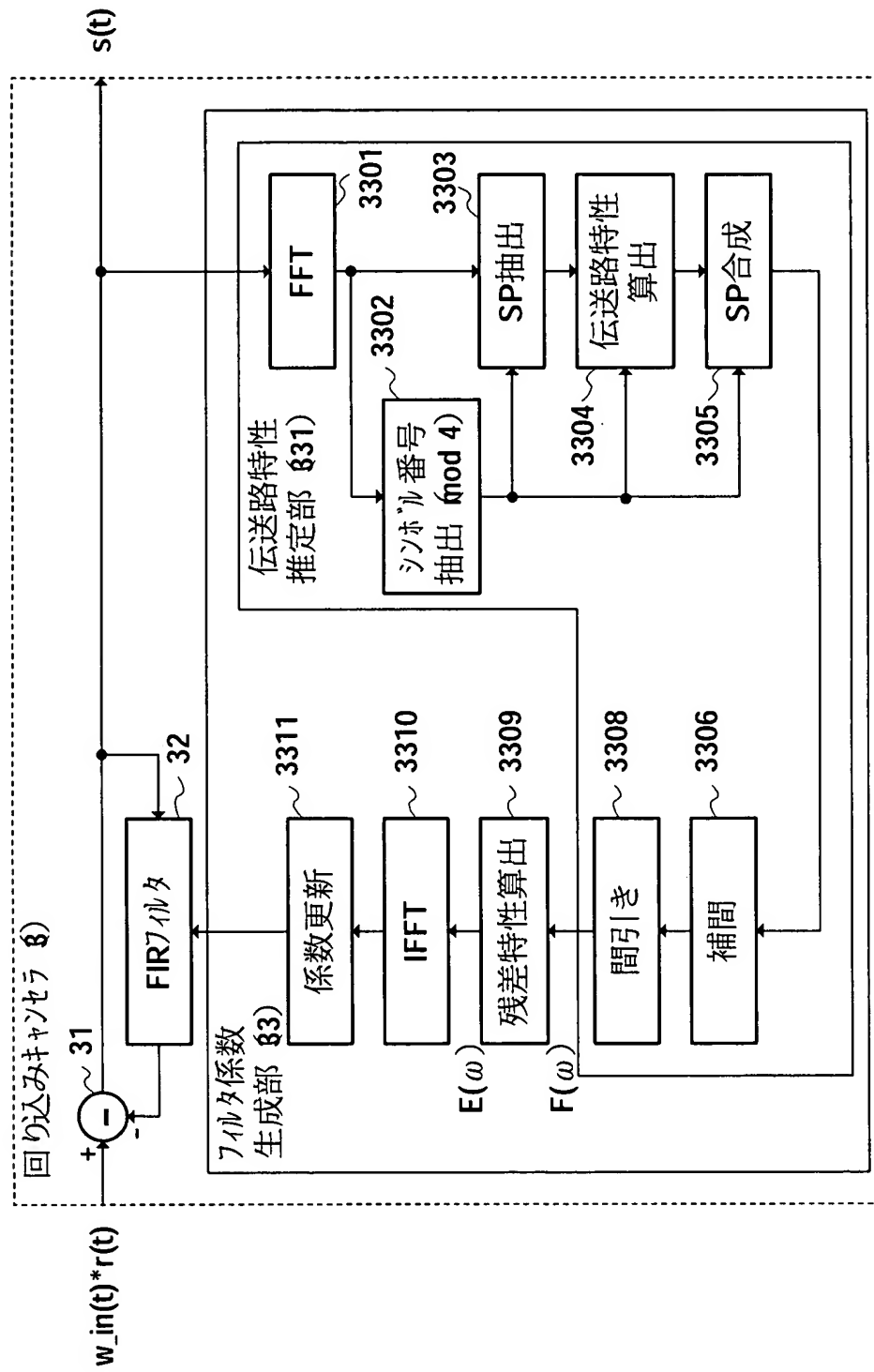


図2

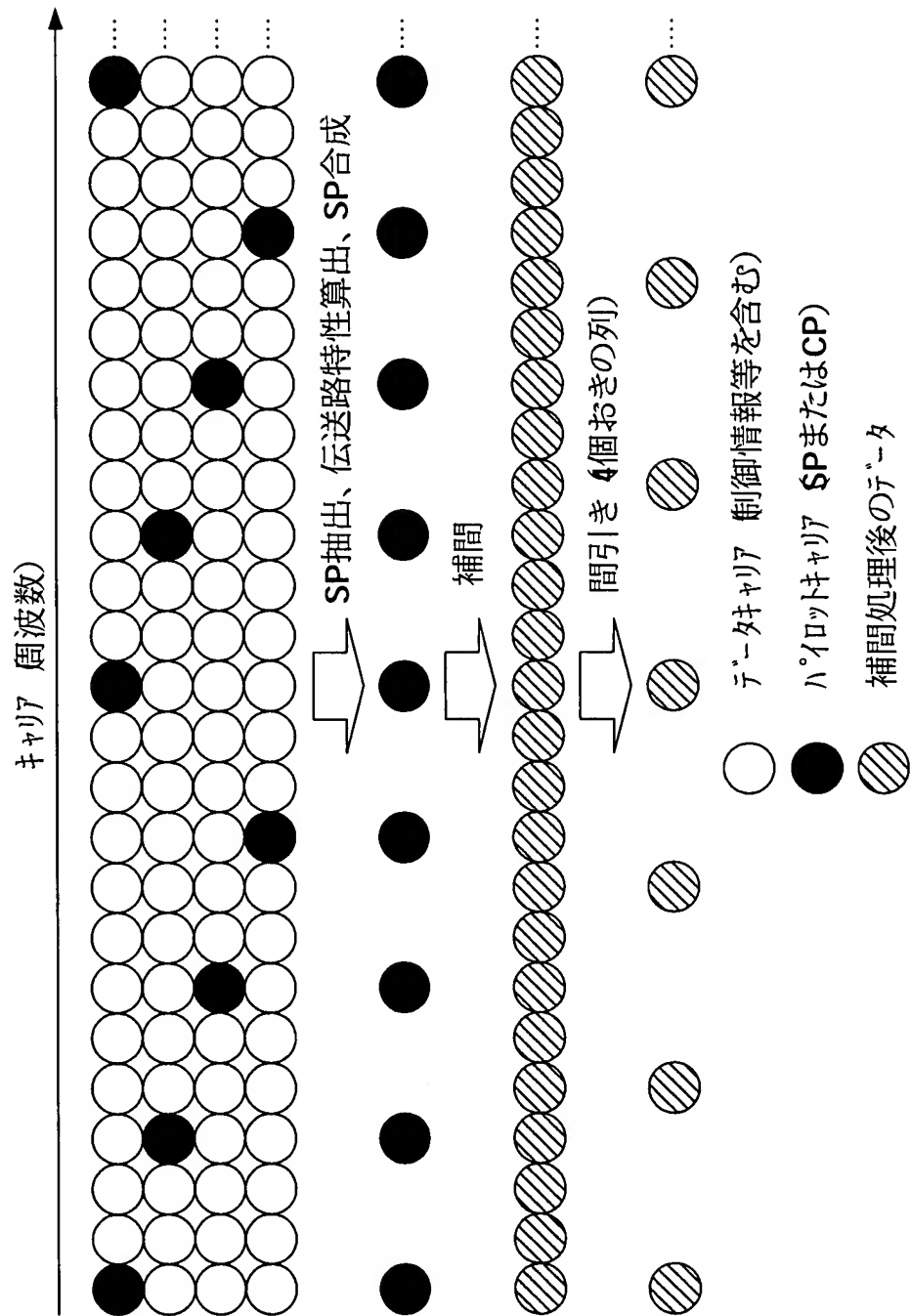


図3

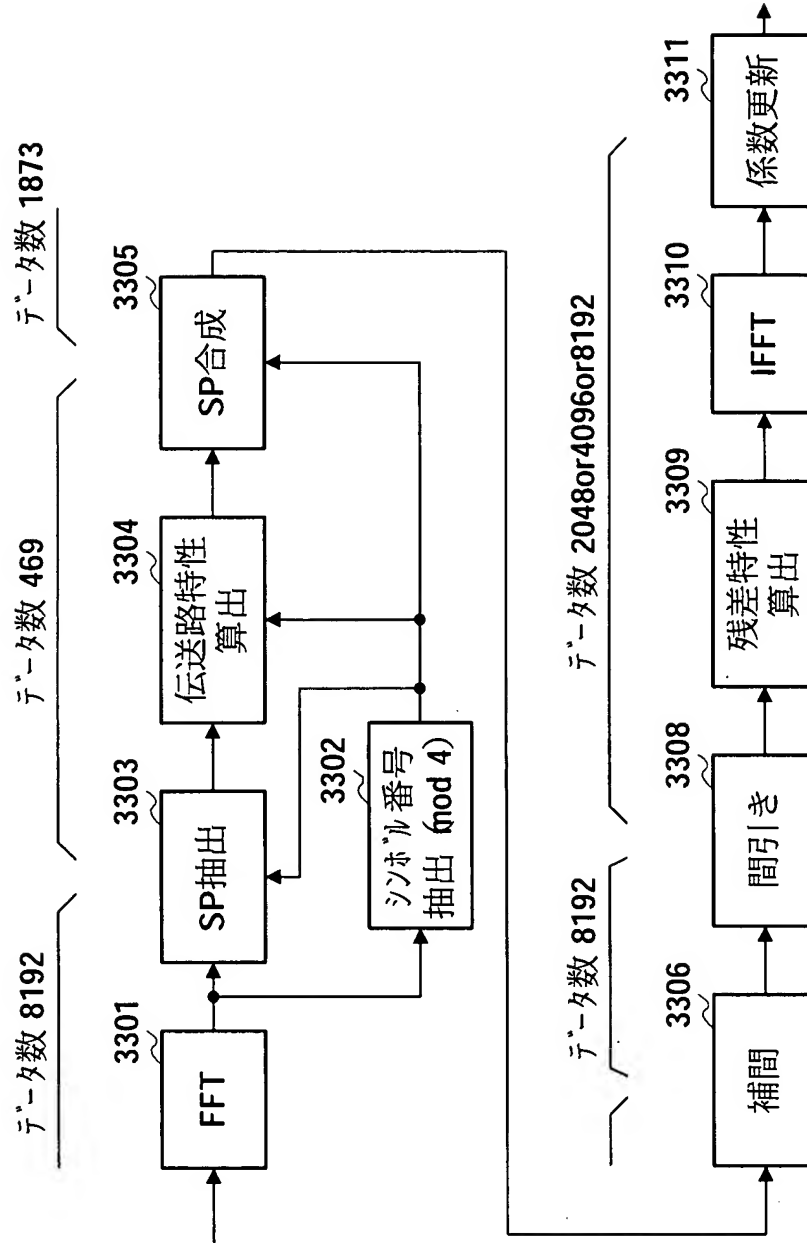


図4

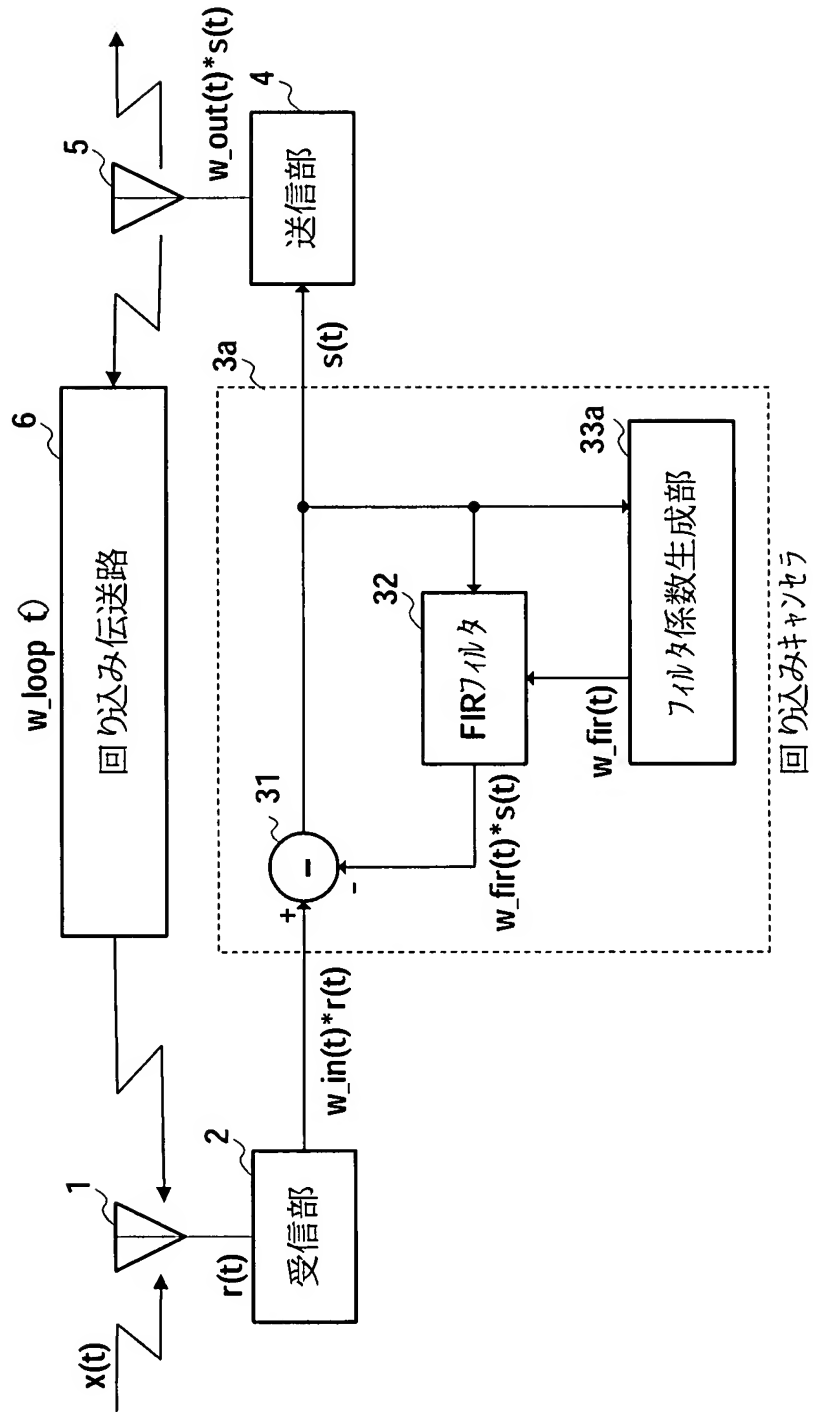
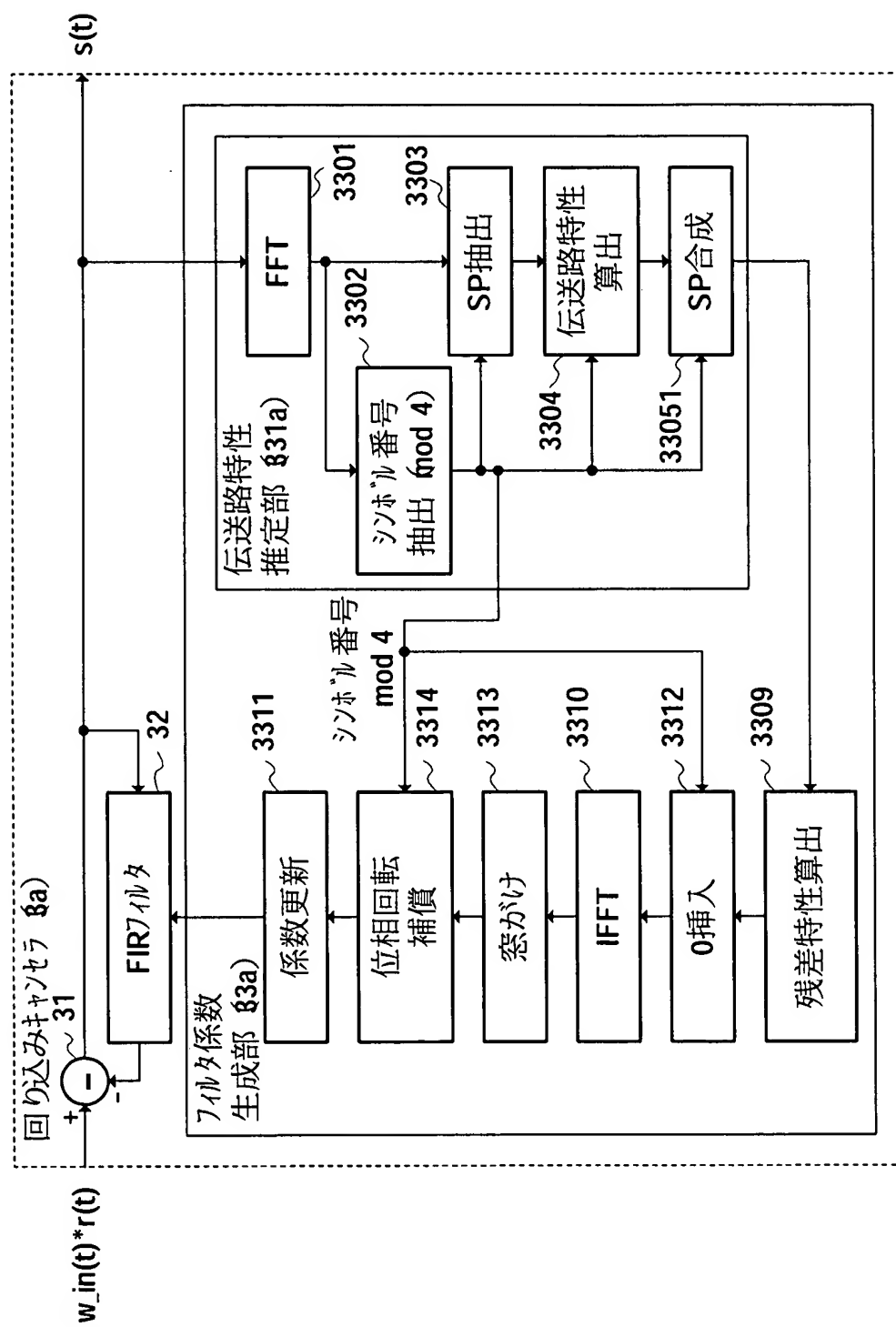


図5



9

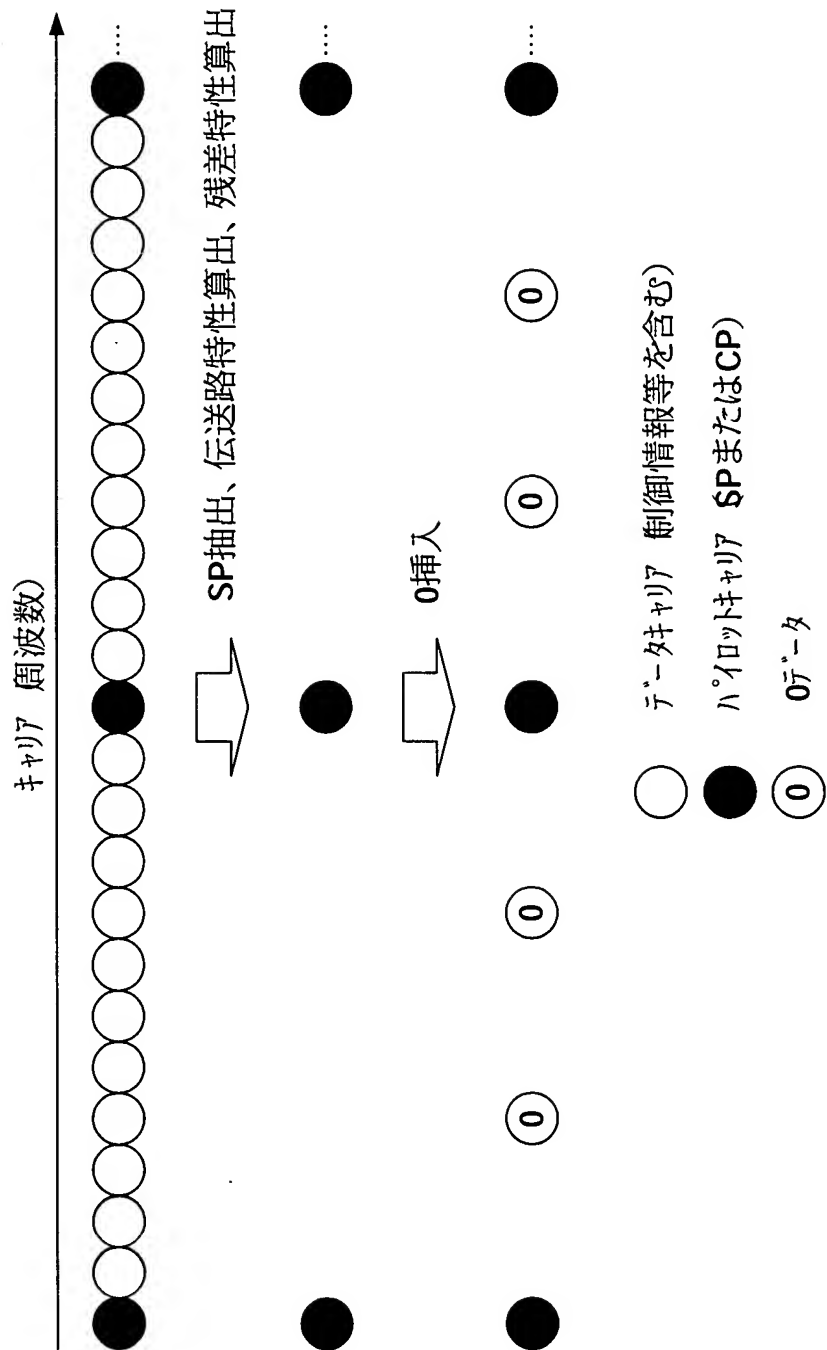


図7

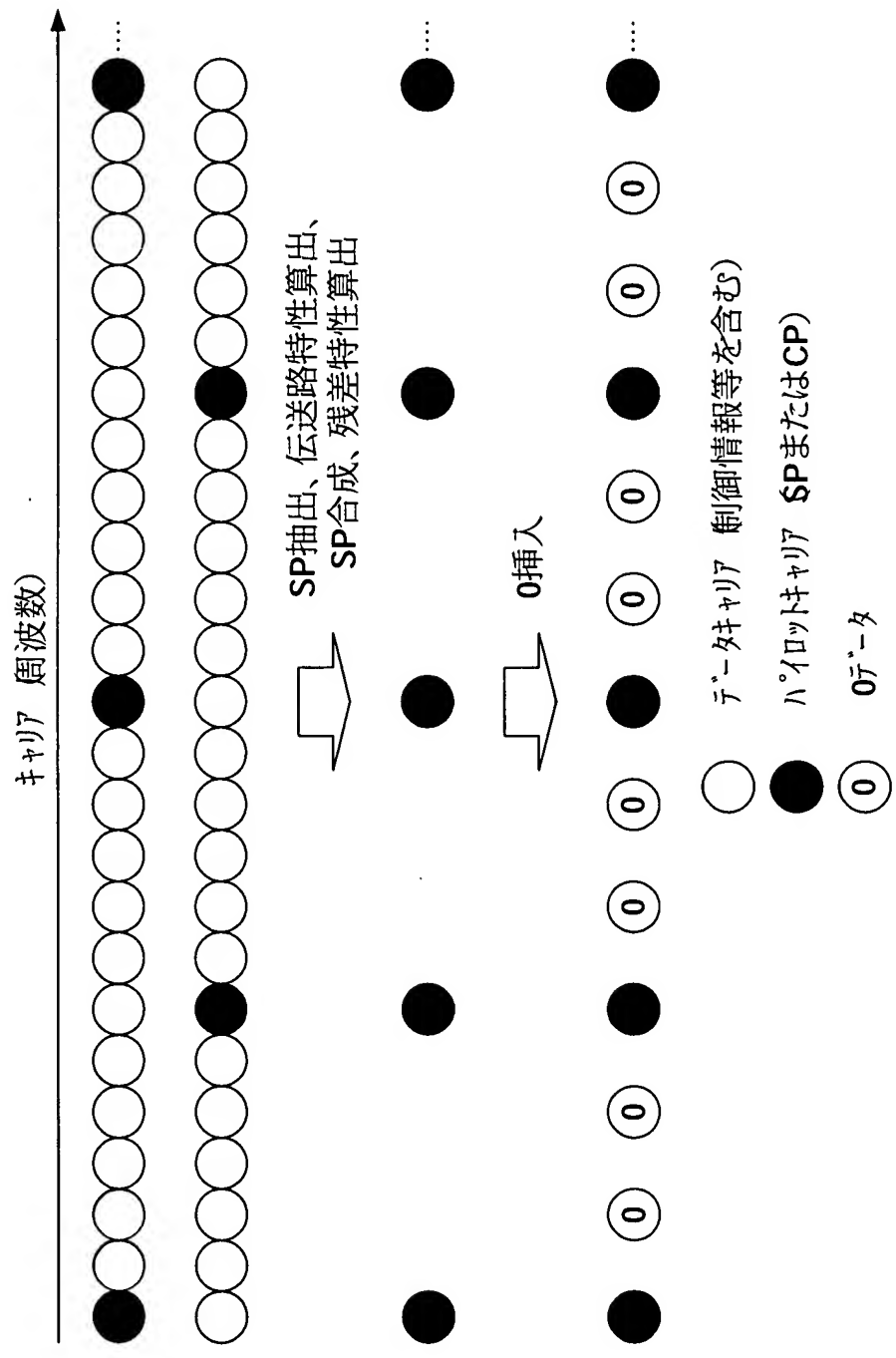
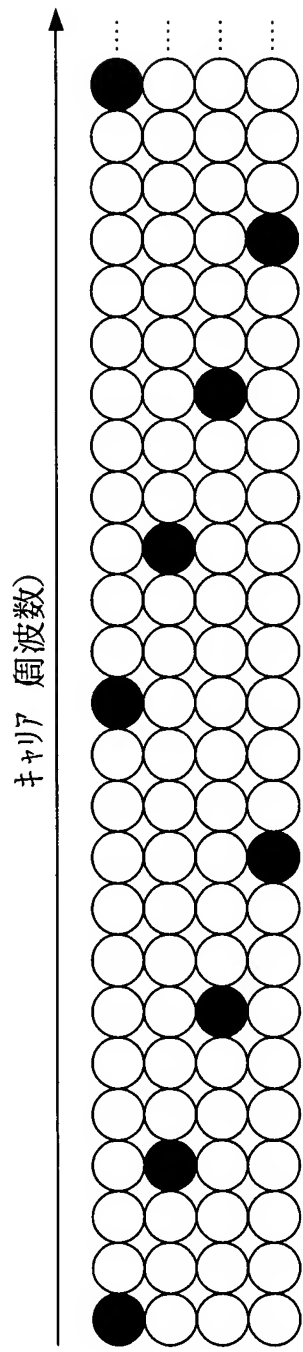


図8



SP抽出、伝送路特性算出、SP合成



0挿入、補間



- データキャリア 制御情報等を含む)
- ハイロットキャリア SPまたはCP)
- 0 データ

図9

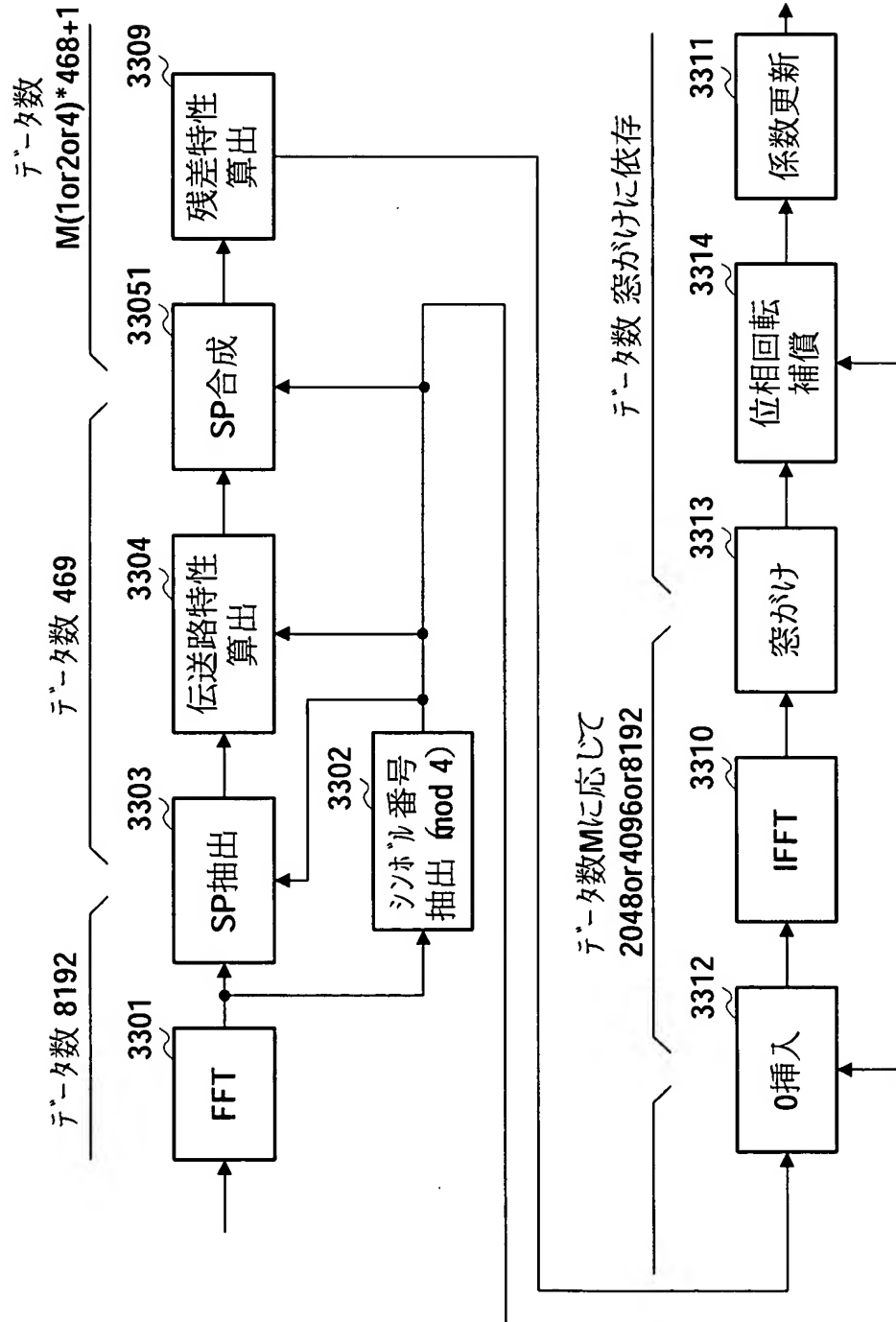


図10